

SPECIFICATION

TO ALL WHOM IT MAY CONCERN:

BE IT KNOWN that we, TAKAHIRO YAMAGUCHI a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan, MASAHIRO ISHIDA a subject of Japan and residing at Nerima-ku, Tokyo, Japan and MANI SOMA a subject of U.S.A. residing at Seattle, WA 98177-4611 U.S.A. have invented certain new and useful improvements in

"APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING JITTER"

and we do hereby declare that the following is a full, clear and exact description of the same; reference being had to the accompanying drawings and the numerals of reference marked thereon, which form a part of this specification.

明 細 書
DESCRIPTION

ジッタ測定装置およびジッタ測定方法
APPARATUS FOR AND METHOD OF MEASURING JITTER

発明の背景

この発明は、例えばマイクロプロセッサのクロックのジッタの測定に適用され、周期ジッタの測定装置及び方法に関する。

従来周期ジッタ (period jitter) の測定には、タイムインターバル・アナライザ (Time Interval Analyzer) やオシロスコープ (oscilloscope) が用いられている。これらはゼロクロス方式 (Zero-crossing Method) と呼ばれ、図 1 に示すように例えば被試験 PLL (Phase-Locked Loop) 11 からのクロック信号 (被測定信号) $x(t)$ がタイムインターバルアナライザ 12 へ供給される。被測定信号 $x(t)$ は 1 つの立上りに対し次の立上りが点線のように揺らぎ、両立上りの間隔 T_p 、つまり周期が揺らぐ。ゼロクロス方式は被測定信号のゼロクロス間の時間間隔 (周期 (period)) を測定し、周期の揺らぎ (fluctuation) をヒストグラム解析 (histogram analysis) により測定し、そのヒストグラムを図 2 に示すように表示する。タイムインターバルアナライザについては、例えば D. Chu, "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements" IEEE Spectrum, pp.28-32, 1988. J. Wilstrup, "A Method of Serial Data Jitter Analysis Using One-Shot Time Interval Measurements", Proceedings of IEEE International Test Conference, pp.819-823, 1998. に記載されている。

また、Tektronix 社や LeCroy 社は、近年、補間法 (interpolation method) を用いてジッタ測定を行なえるデジタルオシロスコープを提供している。この補間法を用いたジッタ測定方法 (補間ベース・ジッタ測定方法 (interpolation-based jitter measurement method)) は、サンプリングされた被測定信号の測定データのうち信号値がゼロクロスに近いデータ間を補間し、ゼロクロスのタイミングを推定する。即ち、データ補間によりゼロクロス間の時間間隔 (周期) を小さな誤

差で推定し、周期の揺らぎを推定する。

つまり図3に示すように、被試験PLL 11からの被測定信号 $x(t)$ はデジタルオシロスコープ14へ入力される。デジタルオシロスコープ14内で図4に示すように入力された被測定信号 $x(t)$ はアナログデジタル変換器15でデジタルデータ列に変換され、このデジタルデータ列は補間器16でそのデジタルデータ列中の信号値がゼロクロスに近いデータ間にデータ補間が行われ、そのデータ補間されたデジタルデータ列について、周期推定器17でゼロクロス間の時間間隔が測定され、その測定値のヒストグラムがヒストグラム推定器18に表示され、また、測定された時間間隔の揺らぎの自乗平均値及びピークツッピーク値がRMS & Peak-to-Peak Detector 19で求められる。例えば被測定信号 $x(t)$ が図5Aに示す波形の場合に、その周期ジッタが図5Bに示すように測定される。

タイムインターバルアナライザ方式のジッタ測定方法は、ゼロクロス間の時間間隔を測定するものであるから正しい測定を行うことができるが、1回の周期測定の後、測定を行なえないデッド時間(dead-time)があるため、ヒストグラム解析に必要なデータ数を獲得するのに時間がかかるという問題がある。また、広帯域のオシロスコープと補間法を組み合わせた補間ベース・ジッタ測定方法は、ジッタヒストグラムを正しく推定できず、ジッタ値を過大評価(overestimation)するという問題があった。例えば400MHzのクロック信号に対するジッタ測定をタイムインターバルアナライザにより行った場合、2乗平均値が7.72psであったのに対し、補間法により行った場合は2乗平均値が8.47psと大きな値となった。

これに対し、この発明者らは、T. J. Yamaguchi, M. Soma, M. Ishida, T. Watanabe, and T. Ohmi, "Extraction of Peak-to-Peak and RMS Sinusoidal Jitter Using an Analytic Signal Method," Proceedings of 18th IEEE VLSI Test Symposium, pp. 395-402, 2000. で以下に述べるジッタ測定方法を提案した。即ち図6に示すように、被試験PLL (Phase locked loop) 回路11からのアナログのクロック波形がアナログデジタル変換器22でデジタルのクロック信号 $x_c(t)$ に変換され、解析信号変換手段23としてのヒルベルト変換対発生器24へ供給されて複素数の解析信号 $z_c(t)$ に変換される。

いまクロック信号 $x_c(t)$ を

$$x_c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t))$$

とする。 A_c と f_c はそれぞれクロック信号の振幅と周波数の公称値、 θ_c は初期位相角であり、 $\Delta\phi(t)$ は位相のゆらぎであり、瞬時位相雑音と呼ばれる。

ヒルベルト変換対発生器 24 内において、クロック信号 $x_c(t)$ の基本周波数付近の信号成分が図に示していない帯域通過フィルタにより取出されてヒルベルト変換器 25 によりヒルベルト変換され、

$$\hat{x}_c(t) = H[x_c(t)] = A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t))$$

となり、 $x_c(t)$ と $\hat{x}_c(t)$ をそれぞれ複素数の実数部と虚数部とする解析信号

$$\begin{aligned} z_c(t) &= x_c(t) + j\hat{x}_c(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t)) + j A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t)) \end{aligned}$$

が得られる。

この解析信号 $z_c(t)$ からは瞬時位相推定器 26 でクロック信号 $x_c(t)$ の瞬時位相 $\Theta(t)$

$$\Theta(t) = [2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi \quad [\text{rad}]$$

が推定される。この瞬時位相 $\Theta(t)$ はリニア位相除去器 27 でリニア位相が除去されて位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ が得られる。つまりリニア位相除去器 27 においては、瞬時位相 Θ に対し連続位相変換部 28 で位相アンラップ法を適用して連続な瞬時位相 $\theta(t)$

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \theta_c - \Delta\phi(t) \quad [\text{rad}]$$

に変換される。位相アンラップ法は Jose M. Tribolet, "A New Phase Unwrapping Algorithm", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing", vol. ASSP-25, pp. 170-177, 1977. Kuno P. Zimmermann, "On Frequency-Domain and Time-Domain Phase Unwrapping, "Proc. IEEE. vol. 75, pp. 519-520, 1987 に示されている。

連続瞬時位相 $\theta(t)$ の瞬時リニア位相、つまりジッタのない理想信号のリニ

ア瞬時位相 $[2\pi f_c t + \theta_c]$ が、リニア位相評価器 29 で線形トレンド推定法を用いて、つまり上の連続位相 $\theta(t)$ に対し最小 2 乗法による直線適合を行って推定される。この推定されたリニア位相 $[2\pi f_c t + \theta_c]$ が、連続位相 $\theta(t)$ から引算部 31 で除去され、瞬時位相 $\Theta(t)$ の変動項 $\Delta\phi(t)$ 、即ち瞬時位相雑音波形

$$\theta(t) = \Delta\phi(t)$$

が得られる。このようにして得られた瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ がゼロクロスサンプラ 43 でサンプリングされたタイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ としてピークツッピーク検出器 32 に入力され、 $\Delta\phi[n](=\Delta\phi(nT))$ の最大ピーク値 $\max(\Delta\phi[k])$ と、最小ピーク値 $\min(\Delta\phi[k])$ との差をとることによりタイミングジッタのピーク値（ピークツッピーク値） $\Delta\phi_{pp}$ が求められる。

$$\Delta\phi_{pp} = \max_k(\Delta\phi[k]) - \min_k(\Delta\phi[k])$$

また瞬時タイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ が 2 乗平均検出器 33 にも入力され、次式の 2 乗平均

(RMS)

$$\Delta\phi_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2[n]}$$

が演算され、タイミングジッタの 2 乗平均値 $\Delta\phi_{RMS}$ が求まる。

このようにしてタイミングジッタのピーク値（ピークツッピーク値）、タイミングジッタの 2 乗平均値を、瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ から求める方法を $\Delta\phi$ 法と呼ぶ。なお瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ を瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ 、あるいは位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ と書くこともある。

この $\Delta\phi$ 法によればタイミングジッタを高速にしかも比較的高い精度で測定することができる。

この発明の目的はこの $\Delta\phi$ 法を用いて周期ジッタを短時間でかつ高い精度でつ

まり従来のタイムインターバルアナライザ方式と互換性のあるジッタ値を測定することができるジッタ測定装置及びその方法を提供することにある。

Summary of the Invention

この発明によれば、被測定信号の瞬時位相雑音波形を求め、被測定信号の各ゼロクロス点に近いタイミング（近似ゼロクロス点）のその瞬時位相雑音波形をサンプリングしてそのタイミングジッタ系列を求め、このタイミングジッタ系列の差分系列を計算して周期ジッタ系列を求め、この周期ジッタ系列に、被測定信号の基本周期と近似ゼロクロス時間間隔の比を乗算して周期ジッタ系列の各値を補正する。

以下にこの発明の原理を説明する。入力信号（以下被測定信号と書くこともある）の基本コサイン波 $x(t)$ の解析信号は、

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + jH[x(t)] \\ &= A \cos(2\pi f_0 t + \theta - \Delta\phi(t)) + jA \sin(2\pi f_0 t + \theta - \Delta\phi(t)) \end{aligned} \quad (1)$$

で与えられる。 f_0 は被測定信号の基本周波数であり、 $f_0 = 1/T_0$ である。 $z(t)$ の瞬時周波数 (instantaneous frequency) は、

$$\frac{1}{T_0 + J} = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} = \frac{x(t)H'[x(t)] - x'(t)H[x(t)]}{x^2(t) + H^2[x(t)]} \quad [\text{Hz}] \quad (2)$$

$$= \frac{1}{T_0} \left(1 - \frac{T_0}{2\pi} \Delta\phi'(t) \right)$$

となる、したがって、

$$T_0 + J(t) \approx T_0 \left(1 + \frac{T_0}{2\pi} \Delta\phi'(t) \right) \quad [\text{sec}] \quad (3)$$

となる。瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ を解析信号 $z(t)$ の実数部 $x(t)$ の各ゼロクロス点にもっとも近いタイミング（近似ゼロクロス点と呼ぶ）で、サンプリングしたタイミング・ジッタ系列を求め、その近似ゼロクロス点のサンプリング間隔 $T_{k,k+1}$ が基本周期 T_0 に等しいと仮定すると、周期ジッタ J は、次式のようにタイミング・ジッタ系列の差分系列として求められる。

$$J[k] = \frac{\Delta\phi[k+1] - \Delta\phi[k]}{\frac{2\pi}{T_0}} \quad [\text{sec}] \quad (4)$$

ここで $2\pi/T_0$ の割算は単位ラジアンを秒に変換するためである。

しかし被測定信号のゼロクロス点を各ゼロクロス点にもっとも近いサンプリング点で近似して瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ をサンプリングしているため、図7に示すように被測定信号のゼロクロス点○に対し、瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ をサンプリングする近似ゼロクロス点×はずれたものとなる。つまり近似ゼロクロス点×間の間隔 $T_{k,k+1}$ は基本周期 T_0 とずれたものとなり、従って近似ゼロクロス点のサンプリングにより求めたタイミングジッタ系列より式(4)を計算しても周期ジッタを高い精度で求めることはできない。特にサンプリング周期が大きく過剰標本化比(oversampling rate)が小さい場合は周期ジッタの測定誤差が大きくなる。この誤差を小さくするためには1周期 T_0 当り10ポイント(過剰標本化比5)程度以上のデータを必要とする。

この発明では近似ゼロクロス点間隔に $T_{k,k+1}$ に対する基本周期 T_0 の比を式(5)に示すように式(4)に乘算して補正をする。

$$J[k] = \frac{\Delta\phi[k+1] - \Delta\phi[k]}{\frac{2\pi}{T_0}} \left(\frac{T_0}{T_{k,k+1}} \right) \quad [\text{sec}] \quad (5)$$

ここで、 $T_0/T_{k,k+1}$ は、差分による瞬時位相雑音微分の近似(式(4))にたいする補正項である。この補正項により高い精度で周期ジッタを求める。近似ゼロクロス点の時間間隔 $T_{k,k+1}$ は、図7に示すように、近似ゼロクロス点のタイミング系列 $t[k]$ を求め、その差分をとることにより求めることができる。

$$T_{k,k+1} = t[k+1] - t[k] \quad [\text{sec}] \quad (6)$$

また、被測定信号の基本周期 T_0 は、上記リニア瞬時位相の傾き $2\pi/T_0$ から求めてもよいし、被測定信号から直接求めてもよい。

上記補正項により $J[k]$ を補正すると図8に示すように、周期ジッタのRMS値 J_{RMS} とピークツウピーク値 J_{PP} の何れについても、ジッタ推定値と理論値(Ideal Value)との誤差(括弧中に示す)を小にできる。図8は、サイン波ジッ

タをもつ信号に対する計算機シミュレーションから得た。特に、過剰標本化比 (oversampling rate) が小のとき、その効果は大となる。図8中の $\Delta\phi$ Method が $T_0/T_{k,k+1}$ による補正をしない場合、Corrected $\Delta\phi$ Method が $T_0/T_{k,k+1}$ による補正を行った場合である。実波形を用いた実験結果を図9に示す。図9は周期 T_0 当りの標本点の数の変化に対するジッタ測定値を示し、 $T_0/T_{k,k+1}$ の補正を行わない $\Delta\phi$ 法 (×で示す) は過剰標本化比が小になるにつれて、特に周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を過大評価するのに対し、この発明によれば上記補正項を用いることにより周期ジッタのピーク・トゥ・ピーク値を正確に求めることができる。特に、過剰標本化比が小のとき、その効果は大となる。たとえば、図9Bの例では、1周期あたり8ポイント (過剰標本化比4) のとき約8%、3ポイント (過剰標本化比1.5) のときは約18%の誤差を補正できる。この結果、この発明によれば $\Delta\phi$ 法を用いて1.5の過剰標本化比まで周期ジッタを求めることが可能となった。このことは標本化周期が同一であれば、より高い周波数の被測定信号のジッタを精度よく測定できることになる。

また、周期ジッタを求めるときの周期は、 m 周期 ($m=0.5, 1, 2, 3, \dots$) としてもよい。つまり、 $m=0.5$ 周期として、立ち上がり (または立ち下がり) ゼロクロス点とつぎの立ち下がり (または立ち上がり) ゼロクロス点におけるタイミング・ジッタ値の差を求めてもよいし、 $m=2$ 周期として、立ち上がり (または立ち下がり) ゼロクロス点とこのゼロクロス点から2つ後の立ち上がり (または立ち下がり) ゼロクロス点におけるタイミング・ジッタ値の差を求めてもよい。このようにして測定された周期ジッタ・データの二乗平均と最大値と最小値の差を計算することにより、周期ジッタのRMS値 J_{RMS} とピークトゥピーク値 J_{pp} をそれぞれ次式で求めることができる。

$$J_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M J^2[k]} \quad [\text{sec}] \quad (7)$$

$$J_{pp} = \max_k(J[k]) - \min_k(J[k]) \quad [\text{sec}] \quad (8)$$

ここで、 M は測定された周期ジッタ・データの標本数である。図10に、 $\Delta\phi$

法で測定した周期ジッタのヒストグラム（図10B）を従来のタイムインターバル・アナライザで測定したヒストグラム（図10A）とを比較して示す。また、図11に、Corrected $\Delta\phi$ 法で測定した周期ジッタのRMS値とピークツウピーク値をタイムインターバル・アナライザで測定した値とを比較して示す。ここで、観測される周期ジッタのピークツウピーク値 J_{pp} は、イベント数（ゼロクロス数）の対数の平方根にほぼ比例する。たとえば、5000イベント程度においては $J_{pp} = 45 \text{ ps}$ が正しい値である。図11における J_{pp} の誤差は45psを真値とした。図10A、Bおよび図11に示すように、Corrected $\Delta\phi$ 法は、従来法と互換性のあるジッタ測定値を得ることができる。

さらに、 $\Delta\phi$ 法は、サイクルツウサイクル周期ジッタを同時に測定することができる。サイクルツウサイクル周期ジッタ J_{cc} は連続するサイクル間の周期変動であり、

$$\begin{aligned} J_{cc}[k] &= T[k+1] - T[k] \\ &= (T_0 + J[k+1]) - (T_0 + J[k]) \\ &= J[k+1] - J[k] \quad [\text{sec}] \quad (9) \end{aligned}$$

で表される。したがって、上で測定された周期ジッタ・データの差分をとり、その二乗平均と、最大値と最小値の差を計算することにより、サイクルツウサイクル周期ジッタのRMS値 $J_{cc, \text{RMS}}$ とピークツウピーク値 $J_{cc, \text{PP}}$ をそれぞれ下記式により求めることができる。

$$J_{cc, \text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L J_{cc}^2[k]} \quad [\text{sec}] \quad (10)$$

$$J_{cc, \text{PP}} = \max_k(J_{cc}[k]) - \min_k(J_{cc}[k]) \quad [\text{sec}] \quad (11)$$

ここで、Lは測定されたサイクルツウサイクル周期ジッタ・データの標本数である。

図面の簡単な説明

図1は従来のタイムインターバルアナライザによる周期ジッタの測定を示す図である。

図2はその測定値のヒストグラムを示す図である。

図 3 は従来のデジタルオシロスコープによるジッタ測定を示す図である。

図 4 は図 3 中のジッタ測定部分の構成を示す図である。

図 5 A は被測定信号の波形を示す図である。

図 5 B はその被測定信号の測定した周期ジッタを示す図である。

図 6 はこの発明者らが先に提案した $\Delta\phi$ 法によるジッタ測定装置の機能構成を示す図である。

図 7 は近似ゼロクロス点のずれを示す図である。

図 8 は $\Delta\phi$ 法とその周期ジッタを補正した方法（この発明の方法）とによりそれぞれ求めた周期ジッタ 2 乗平均値及びピークツゥピークジッタ値の比較を示す図である。

図 9 A は RMS 周期ジッタ推定に対する補正項の効果の例を示す図である。

図 9 B はピークツゥピーク周期ジッタ測定に対する補正項の効果の例を示す図である。

図 10 A は従来のタイムインターバルアナライザ法で測定した周期ジッタのヒストグラムを示す図である。

図 10 B は本発明の補正した $\Delta\phi$ 法で測定した周期ジッタのヒストグラムを示す図である。

図 11 はタイムインターバルアナライザ法及び補正した $\Delta\phi$ 法でそれぞれ測定した周期ジッタの RMS 値とピークツゥピーク値を示す図である。

図 12 はこの発明の実施例の機能構成を示すブロック図である。

図 13 はこの発明の一部の変形例の機能構成を示す図である。

図 14 は解析信号変換部 23 の他の具体的機能構成を示す図である。

図 15 はこの発明による方法の実施例の手順を示す流れ図である。

図 16 はこの発明装置の他の実施例の一部を示すブロック図である。

図 17 はこの発明方法の他の実施例の一部を示す流れ図である。

実施例の詳細な説明

図 12 にこの発明の実施例を示し、図 6 と対応する部分に同一参照符号を付けて重複説明を省略する。この発明では被測定信号 $x_c(t)$ がタイミングジッタ推定器 39 に入力され被測定信号のタイミングジッタ系列が求められる。この実施

例ではリニア位相除去器 27 から得られた瞬時位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ がゼロクロスサンプラ 43 において解析信号 $z_c(t)$ の実数部 $x_c(t)$ のゼロクロス点に最も近いタイミングでサンプリングされてタイミングジッタ系列が求められる。このため解析信号変換部 23 からの解析信号の実数部 $x_c(t)$ がゼロクロス点検出部 45 に入力される。

ゼロクロス点検出部 45 において近似ゼロクロス点を検出される。つまり入力される実数部 $x_c(t)$ の波形の最大値を 100% レベル、最小値を 0% レベルとし、ゼロクロスのレベルとして、前記最大値と最小値の 50% レベル $V(50\%)$ を算出する。 $x_c(t)$ の各隣り合うサンプル値と 50% レベル $V(50\%)$ との差 $(x_c(j-1) - V(50\%))$, $(x_c(j) - V(50\%))$ を求め、更にこれらの積

$$(x_c(j-1) - V(50\%)) \times (x_c(j) - V(50\%))$$

を計算する。 $x_c(t)$ が 50% レベル、つまりゼロレベルを横切る時は、これらサンプル値 $x_c(j-1) - V(50\%)$, $x_c(j) - V(50\%)$ の符号が負から正、又は正から負にかわるから、前記積が負となった時は、 $x_c(t)$ がゼロレベルを横切ったことになり、その時点におけるサンプル値 $x_c(j-1)$, $x_c(j)$ の絶対値の小さい方の時刻 $j-1$ 又は j が近似ゼロクロス点として求められる。この各近似ゼロクロス点でサンプリングパルスをゼロクロスサンプラ 43 へ供給する。

ゼロクロスサンプラ 43 から出力されるサンプル値系列、つまりタイミングジッタ系列は差分計算部 46 に入力され、タイミングジッタ系列の差分系列が計算される。つまり入力される $\Delta\phi[k]$ と $\Delta\phi[k+1]$ について式 (4) が計算され、 k の更新ごとに、式 (4) が計算され、周期ジッタ系列が推定される。またゼロクロスサンプラ 43 における各サンプリング時刻のタイミング系列 $t[k]$ がゼロクロス間隔計算部 47 に入力され、式 (6) の計算により近似ゼロクロス点の時間間隔 $T_{k,k+1}$ が求められる。

またリニア位相除去部 27 からのリニア瞬時位相、つまり図 6 中のリニア位相推定部 29 からのリニア位相が基本周期推定部 48 に入力され、そのリニア瞬時位相の傾き $2\pi/T_0$ から基本周期 T_0 が求められる。この基本周期 T_0 は、基本

基本周期推定部 4 8 に A D 変換器 2 2 よりの被測定信号を入力し、被測定信号自体から求めてもよい。あるいは被測定信号の基本周期 T_0 が予め知られている場合はその値 T_0 を基本周期推定部 4 8 に記憶しておいてもよい。

差分計算部 4 6 よりの周期ジッタ系列と、ゼロクロス間隔計算部 4 7 よりの近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ と、基本周期推定部 4 8 よりの基本周期 T_0 とが補正部 4 9 に入力されて、周期ジッタ系列の各周期ジッタに対し、 $T_0/T_{k,k+1}$ が乗算され、つまり式 (5) が計算され、補正された周期ジッタ系列が得られる。

この補正された周期ジッタ系列はサイクルツウサイクル周期ジッタ推定部 5 2 に直接供給されると共に、その系列の 1 要素 (1 周期ジッタ) 遅延された周期ジッタ系列もサイクルツウサイクル周期ジッタ推定部 5 2 に供給される。

サイクルツウサイクル周期ジッタ推定部 5 2 は周期ジッタ系列の差分系列を、式 (9) を各時刻 k ごとに行うことによりサイクルツウサイクル周期ジッタ系列を求める。

この実施例では補正部 4 9 よりの補正された周期ジッタ系列と、サイクルツウサイクル周期ジッタ系列とを、切替スイッチ 5 3 を切替えて選択的にジッタ検出部 5 4 へ供給することができるようにした場合である。ジッタ検出部 5 4 は入力されたジッタ系列における最大値と最小値との差を求めるピークツウピーク検出部 3 2 と、入力されたジッタ系列の 2 乗平均 (RMS) 値を計算する RMS 検出部 3 3 と、入力されたジッタ系列のヒストグラムを求めるヒストグラム推定部 1 8 とが設けられた場合である。

切替えスイッチ 5 3 が補正部 4 9 の出力側に接続されている状態では、補正された周期ジッタ系列がジッタ検出部 5 4 に入力され、その周期ジッタ系列に対し、ピークツウピーク検出部 3 2 で式 (8) が計算されて周期ジッタのピークツウピーク値 J_{pp} が求められ、RMS 検出部 3 3 で式 (7) が計算されて周期ジッタの RMS 値 J_{RMS} が求められ、ヒストグラム推定部 1 8 で周期ジッタのヒストグラムが求められ、これら求めたものが、出力され、例えば図に示していないが表示部に表示される。

切替えスイッチ 5 3 がピークツウピーク周期ジッタ推定部 5 2 の出力側に接続されている状態では、ピークツウピーク周期ジッタ系列がジッタ検出部 5 4 に入

力され、ピークツウピーク検出部 32 で式 (11) が計算されサイクルツウサイクル周期ジッタのピークツウピーク値 $J_{cc,pp}$ が求められ、RMS 検出部 33 で式 (10) が計算され、サイクルツウサイクル周期ジッタの RMS 値 $J_{cc,rms}$ が求められ、更にヒストグラム推定部 18 でサイクルツウサイクル周期ジッタのヒストグラムが推定される。これらも出力され、必要に応じて表示部に表示される。

図 12 に示した構成において、サイクルツウサイクル周期ジッタ推定部 52 及び切替えスイッチ 53 を省略して、補正部 49 よりの補正された周期ジッタ系列をジッタ検出部 54 へ直接供給してもよい。また切替えスイッチ 53 を省略して、サイクルツウサイクル周期ジッタ推定部 52 よりのサイクルツウサイクル周期ジッタ系列をジッタ検出部 54 へ直接供給してもよい。更にジッタ検出部 54 としてはピークツウピーク検出部 32、RMS 検出部 33、ヒストグラム推定部 18 の何れか一つ又は 2 つのみでもよい。瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ をサンプリングするための近似ゼロクロス点の検出はその実数部の信号を利用する場合に限らず被測定信号自体あるいはその基本波成分を利用してもよい。

図 12 中に破線で示すように被試験 PLL 回路 11 よりのクロック信号を波形クリッパ 56 を通して AD 変換器 22 へ供給して、クロック信号の振幅を一定として、振幅変調成分により位相雑音波形 $\Delta\phi(t)$ が影響を受けることなく正確にジッタを測定することができるようにすることができる。この入力信号を一定振幅とする処理は AD 変換器 22 の出力側で行ってもよい。

入力信号を解析信号 $z_c(t)$ へ変換する解析信号変換部 23 としては図 13 に示すように、AD 変換器 22 からのデジタル入力信号を周波数領域変換部 61 により例えば高速フーリエ変換 (FFT) により周波数領域の両側スペクトル信号に変換し、その両側スペクトル信号から、帯域通過フィルタ 62 により負の周波数成分を遮断すると共に、入力クロック信号の正の基本周波数付近のみを取り出す。必要に応じて負の周波数成分を遮断した分のエネルギーを補正するためレベルを 2 倍にする。帯域通過フィルタ 62 の出力を時間領域変換部 63 により例えば逆フーリエ変換 (IFFT) 処理して時間領域信号に変換して解析信号 $z_c(t)$ を得る。

更に他の解析信号変換部 23 の例を図 14 を参照して説明する。

デジタル化された入力信号はバッファメモリ71に蓄積され、バッファメモリ71から蓄積された信号の一部が前回取り出した分と一部重複させながら信号取り出し部72により順次取り出され、窓関数乗算部73で窓関数が乗算され、その窓関数乗算部73の出力信号は高速フーリエ変換により、周波数領域変換部74で周波数領域の両側スペクトル信号に変換され、そのスペクトル信号は帯域制限部75において、負の周波数成分がゼロとされた片側スペクトル信号に対し、入力信号の基本周波数付近の成分のみを残し、その他の周波数成分がゼロとされ、この帯域制限された信号が時間領域変換部76により、逆FFTが行われて時間領域信号に変換される。更に振幅補正部77で、変換された時間領域信号に対し逆窓関数が乗算されて解析信号とされる。

クロック信号の周波数を下げて解析信号変換部23へ供給するため、図13に破線で示すように分周器81で周波数を分周してクロック信号を解析信号変換部23へ供給してもよく、あるいは図に示していないが、周波数変換器でジッタが実質的にない局部信号によりクロック信号（被測定信号）をこれらの差周波数の信号に変換して解析信号変換部23へ供給してもよい。

図12中に破線で示すようにリニア位相除去部27の出力側に、低周波成分除去部82が直列に挿入され、瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ の低周波成分が除去されてゼロクロスサンプラ43へ供給されるようにすることもできる。このようにして入力信号 $x(t)$ の基本周波数 f_0 に対し、十分低い、例えば10MHzのクロックの場合数kHz程度の低周波成分を除去して、ピークツゥピークジッタが過大評価されることがないようにすることが好ましい。

次にこの発明の方法の実施例を説明する。図15にその流れ図を示す。これは例えば図12に示した装置を用いて測定する方法の例である。先ずステップ201において解析信号変換部23により入力信号（被測定信号）を帯域制限された解析信号に変換する。次にステップ202において解析信号を用いて入力信号の瞬時位相を瞬時位相推定部26で推定しステップ203において、リニア位相推定部29（図6）により、この瞬時位相から理想的なクロック信号と対応するリニア瞬時位相を推定すると共に基本周期推定部48によりリニア瞬時位相の傾きから被測定信号の基本周期 T_0 を求める。ステップ204においてリニア位相除

去部27により瞬時位相からリニア位相成分を除去して入力信号の瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を推定する。

ステップ205において、ゼロクロスサンプラ43で瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ の、解析信号の実数部の、ゼロクロスタイミングに近いデータをサンプリングし、入力信号のタイミングジッタ系列を推定する。ステップ206において、ゼロクロス間隔計算部47によりゼロクロス点推定部45よりの近似ゼロクロス点のタイミング系列の差分を計算してゼロクロス時間間隔系列を推定する。

ステップ207において、差分器46によりタイミングジッタ系列の差分系列を計算して被測定信号の周期ジッタ系列を推定する。ステップ208において補正部49により周期ジッタ系列に対し、被測定信号の基本周期とゼロクロス時間間隔の比 $T_0/T_{k,k+1}$ を乗算して、差分による周期ジッタ系列を補正する。ステップ209において、切替えスイッチ53を補正部49の出力側に接続した状態で、ジッタ検出部54により補正された周期ジッタ系列から被測定信号の周期ジッタを求める。

ステップ209において、ピークツゥピーク検出部32は式(8)を用いて周期ジッタのピークツゥピーク値 J_{pp} を求め、RMS検出部33は式(7)を用いて周期ジッタのRMS値 J_{RMS} を求め、ヒストグラム推定部18は周期ジッタ系列からヒストグラムを求める。

ステップ210において、切替えスイッチ53がサイクルツゥサイクル周期ジッタ推定部52の出力側に接続された状態で、サイクルツゥサイクル周期ジッタ推定部52により補正された周期ジッタ系列から、その差分系列を計算して被測定信号のサイクルツゥサイクル周期ジッタ系列を求める。ステップ211においてジッタ検出部54により、サイクルツゥサイクル周期ジッタ系列から被測定信号のサイクルツゥサイクル周期ジッタを求める。この場合ピークツゥピークジッタ検出部32は式(11)によりサイクルツゥサイクル周期ジッタのピークツゥピーク値 $J_{cc,pp}$ を求め、RMS検出部33は式(10)によりサイクルツゥサイクル周期ジッタのRMS値 $J_{cc,RMS}$ を求め、ヒストグラム推定部18はサイクルツゥサイクル周期ジッタのヒストグラムを求める。

ステップ203中の基本周期 T_0 の推定、ステップ206のゼロクロス時間間

隔 $T_{k,k+1}$ の計算はステップ208における補正前に求めておけばよく、前記例の順番に限られるものでない。また基本周期 T_0 の推定は被測定信号から直接求めてもよい。周期ジッタのみを測定する場合はステップ210及び211を省略すればよい。サイクルツウサイクル周期ジッタのみを測定する場合は、ステップ209を省略すればよい。ステップ209及び211においてはピークツウピーク値、RMS値、ヒストグラムの何れか1つ又は2つを求めるだけでもよい。

上述では被測定信号（入力信号）として、主としてマイクロプロセッサのクロック信号について述べたが、他の機器に用いられるクロック信号や、他の機器より発生する、正弦波信号など周期性がある信号の周期ジッタやサイクルツウサイクル周期ジッタの測定にもこの発明を適用することができる。また入力される被測定信号を直ちにAD変換器でデジタル信号に変換することなく、アナログ信号のまま処理した後、適当な段階でデジタル信号に変換して処理してもよい。図12に示した装置はコンピュータによりプログラムを実行させて機能させてもよい。

上述では瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を、近似ゼロクロス点でサンプリングしてタイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ を求めたが、リニア位相除去器27は図6中に示した構成をしており、近似ゼロクロス点でのサンプリングは例えば図16に破線で示すように、瞬時位相推定器26と連続位相変換器28との間に直列に挿入してもよい、あるいは連続位相変換器28とリニア位相推定器29及び減算器31との間に直列に挿入してもよい。これらのようにしても減算器31からタイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ が得られる。

また、瞬時位相から瞬時位相雑音 $\Delta\phi(t)$ を推定するには図6中のリニア位相除去器27に示した構成により行うため、その処理手順は図17に示すように、図15中のステップ202で瞬時位相を求めた後、ステップ203aで、連続位相変換器28により、瞬時位相を連続な瞬時位相に変換し、ステップ203bで、リニア位相推定器29により、連続瞬時位相から、その瞬時リニア位相を推定し、その後、ステップ204で減算器31により連続瞬時位相から瞬時リニア位相を除去して瞬時雑音位相 $\Delta\phi(t)$ を求めることになる。

従って、図16に示したと同様に近似ゼロクロスサンプリングを、図17に示すように、ステップ202の後に、ステップ301で瞬時位相に対して行い、瞬

時位相のサンプル系列を求めてステップ203aに移りそのサンプル系列に対し、連続な瞬時位相に変換するようにしてもよい。

あるいはステップ203aで得られた連続瞬時位相を、ステップ302において近似ゼロクロス点でサンプリングして連続瞬時位相のサンプル系列を求めて、ステップ203bに移って、その連続瞬時位相サンプル系列から瞬時リニア位相を推定してもよい。何れの場合もステップ204で瞬時雑音位相を近似ゼロクロス点でサンプリングしたタイミングジッタ系列 $\Delta\phi[n]$ が得られる。

以上述べたようにこの発明によれば、近似ゼロクロス点によるサンプリングに基づく誤差を小さくすることができ、従来のインターバルアナライザ法と互換性ある測定結果を得ることができ、しかも従来のインターバルアナライザ法よりも短時間に測定することができる。

クレーム

1. 被測定信号のジッタを測定する装置であって、

上記被測定信号が入力され、その瞬時位相雑音を求め、上記瞬時位相雑音が入力され、上記被測定信号のゼロクロス点に近いタイミング（以下近似ゼロクロス点と呼ぶ）で上記瞬時位相雑音がサンプリングされたタイミングジッタ系列を出力するタイミングジッタ推定器と、

上記タイミングジッタ系列が入力され、その差分系列を計算して周期ジッタ系列を出力する第1差分器と、

上記周期ジッタ系列が入力され、上記被測定信号の基本周期 T_0 と上記近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ の比 $T_0 / T_{k,k+1}$ を上記周期ジッタ系列に乗算して補正された周期ジッタ系列を出力する補正部と、

上記補正された周期ジッタ系列が入力され、上記被測定信号のジッタを求めるジッタ検出部と
を具備する。

2. クレーム1の装置において、

上記補正部と上記ジッタ検出部との間に挿入され、上記補正された周期ジッタ系列が入力され、その差分系列を計算して、サイクルツウサイクル周期ジッタとして上記ジッタ検出部へ出力する第2差分器を含む。

3. クレーム1又は2の装置において、

上記解析信号の実数部が入力され、そのゼロクロスタイミングに近い点を求めて上記サンプリングパルスを出力するゼロクロス点検出部を含み、

タイミングジッタ推定器は、上記被測定信号が入力され、その被測定信号を複素数の解析信号に変換する解析信号変換部と、

上記解析信号が入力され、その解析信号の瞬時位相を求める瞬時位相推定部と、その瞬時位相を連続な瞬時位相に変換する連続位相変換器と、

上記連続瞬時位相が入力され、その連続瞬時位相のリニア位相を求めるリニア位相推定部と、上記リニア位相及び上記瞬時位相が入力され、その瞬時位相から上記リニア位相を除去して上記瞬時位相雑音を求める減算部と、

上記瞬時位相推定部と上記連続位相変換部との間、上記連続位相変換部と上記

リニア位相推定部及び上記減算部との間、及び上記減算部と上記第1差分器との間の何れか1つの間に直列に挿入され、入力された信号を上記サンプリングパルスでサンプリングして出力するゼロクロスサンブラとを備える。

4. クレーム3の装置において、

上記ゼロクロス点検出部から上記サンプリングパルスの出力タイミング系列が入力され、その差分系列を計算して上記近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ を順次得て上記補正部へ出力するゼロクロス間隔計算部を含む。

5. クレーム4の装置において、

上記リニア位相推定部から上記リニア位相が入力され、その傾きから上記基本周期 T_0 を求めて上記補正部へ出力する基本周期推定部を含む。

6. クレーム4の装置において、

上記被測定信号が入力され、その基本周期 T_0 を求めて上記補正部へ出力する基本周期推定部を含む。

7. クレーム3の装置において、

上記被測定信号が入力され、その被測定信号の位相変調成分を保持した状態でその振幅変調成分を除去して上記瞬時位相雑音検出部へ出力する波形クリップを含む。

8. 被測定信号のジッタを測定する方法であって、

上記被測定信号の瞬時位相雑音を求め、

上記被測定信号のゼロクロス点に近いタイミング（以下近似ゼロクロス点と呼ぶ）の上記瞬時位相雑音をサンプリングしたタイミングジッタ系列を生成するタイミングジッタ推定ステップと、

上記タイミングジッタ系列の差分系列を計算して周期ジッタ系列を生成するステップと、

上記周期ジッタ系列に対し、上記被測定信号の基本周期 T_0 と上記近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ の比 $T_0 / T_{k,k+1}$ を乗算して補正された周期ジッタ系列を求めるステップと、

上記補正された周期ジッタ系列から上記被測定信号の周期ジッタを求めるステップとを有する。

9. 被測定信号のジッタを測定する方法であって、

上記被測定信号の瞬時位相雑音を求め、

上記被測定信号のゼロクロス点に近いタイミング（以下近似ゼロクロス点と呼ぶ）の上記瞬時位相雑音をサンプリングしたタイミングジッタ系列を生成するタイミングジッタ推定ステップと、

上記タイミングジッタ系列の差分系列を計算して周期ジッタ系列を生成するステップと、

上記周期ジッタ系列に対し、上記被測定信号の基本周期 T_0 と上記近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ の比 $T_0 / T_{k,k+1}$ を乗算して補正された周期ジッタ系列を求めるステップと、

上記補正された周期ジッタ系列の差分系列を計算してサイクルツウサイクル周期ジッタ系列を求めるステップと、

上記サイクルツウサイクル周期ジッタ系列から上記被測定信号のサイクルツウサイクル周期ジッタを求めるステップとを有する。

10. クレーム8又は9の方法において、

上記解析信号の実数部のゼロクロスタイミングに近い点を求め、上記近似ゼロクロス点を求めるステップを含み、

上記タイミングジッタ推定ステップは、

上記被測定信号を複素数の解析信号に変換するステップと、

上記解析信号から上記被測定信号の瞬時位相を求めるステップと、

上記瞬時位相を連続な瞬時位相に変換するステップと、

上記連続瞬時位相からリニア位相を求めるステップと、

上記連続瞬時位相から上記リニア位相を除去して上記瞬時位相雑音を求めるステップと、

上記瞬時位相、上記連続瞬時位相及び上記瞬時位相雑音の何れか1つを上記近似ゼロクロス点でサンプリングするステップとを有する。

11. クレーム10の方法において、

上記近似ゼロクロス点を示すタイミング系列の差分系列を計算して上記近似ゼロクロス点間隔 $T_{k,k+1}$ を順次得るステップを含む。

12. クレーム11の方法において、

上記リニア位相の傾きから上記基本周期 T_0 を求めるステップを含む。

13. クレーム11の方法において、

上記被測定信号から上記基本周期 T_0 を求めるステップを含む。

14. クレーム10の方法において、

上記被測定信号をその位相変調成分を保持した状態でその振幅変調成分を除去して上記タイミングジッタ推定ステップへ移るステップを含む。